

Docket No.: 60188-600

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of : Customer Number: 20277
: :
Daisuke WATANABE, et al. : Confirmation Number:
: :
Serial No.: : Group Art Unit:
: :
Filed: August 28, 2003 : Examiner:
For: MIXER CIRCUIT AND DIFFERENTIAL AMPLIFIER CIRCUIT

**CLAIM OF PRIORITY AND
TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT**

Mail Stop CPD
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In accordance with the provisions of 35 U.S.C. 119, Applicants hereby claims the priority of:

Japanese Patent Application No. JP2002-282479, filed on September 27, 2002.

cited in the Declaration of the present application. A certified copy is submitted herewith.

Respectfully submitted,

MCDERMOTT, WILL & EMERY


Michael E. Fogarty
Registration No. 36,139

600 13th Street, N.W.
Washington, DC 20005-3096
(202) 756-8000 MEF:gav
Facsimile: (202) 756-8087
Date: August 28, 2003

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

Daisuke WATANABE, et al.
August 28, 2003
McDermott, Will & Emery

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application:

2002年 9月27日

出願番号
Application Number:

特願2002-282479

[ST.10/C]:

[JP2002-282479]

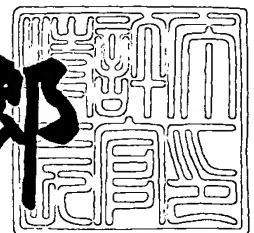
出願人
Applicant(s):

松下電器産業株式会社

2003年 5月 6日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3032632

【書類名】 特許願
【整理番号】 2925040005
【提出日】 平成14年 9月27日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H03F 3/45
H03D 7/14

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株
式会社内

【氏名】 渡邊 大祐

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株
式会社内

【氏名】 伊藤 順治

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株
式会社内

【氏名】 今西 郁夫

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100077931

【弁理士】

【氏名又は名称】 前田 弘

【選任した代理人】

【識別番号】 100094134

【弁理士】

【氏名又は名称】 小山 廣毅

【選任した代理人】

【識別番号】 100110939

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹内 宏

【選任した代理人】

【識別番号】 100110940

【弁理士】

【氏名又は名称】 嶋田 高久

【選任した代理人】

【識別番号】 100113262

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹内 祐二

【選任した代理人】

【識別番号】 100115059

【弁理士】

【氏名又は名称】 今江 克実

【選任した代理人】

【識別番号】 100115510

【弁理士】

【氏名又は名称】 手島 勝

【選任した代理人】

【識別番号】 100115691

【弁理士】

【氏名又は名称】 藤田 篤史

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014409

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0006010

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

・【発明の名称】 ミキサ回路及び差動増幅回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 R F 信号を入力するための R F 信号入力部を有する差動増幅回路と、

L O 信号を入力するための第 1 の L O 信号入力部と、上記 L O 信号と同周波数で同振幅である逆相の L O 信号を入力するための第 2 の L O 信号入力部と、上記 R F 信号と上記 L O 信号とを混合した I F 信号を出力するための第 1 の I F 信号出力部と、上記 I F 信号と同周波数で同振幅である逆相の I F 信号を出力するための第 2 の出力部とを有し、上記差動増幅回路からの出力信号が入力されるダブルバランスドミキサ回路と

を備え、

上記差動増幅回路は、

上記 R F 信号入力部に入力された R F 信号を受けるための制御部を有し、上記 R F 信号に応じて R F 増幅信号を出力するための第 1 のトランジスタと、

上記逆相の R F 信号を受けるための制御部を有し、上記逆相の R F 信号に応じて逆相の R F 増幅信号を出力するための第 2 のトランジスタと、

上記第 2 トランジスタの制御部と接地との間に設けられたキャパシタと、

上記 R F 信号入力部、上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部に接続され、上記キャパシタを含む共振手段と

をさらに有し、

上記共振手段は、上記 R F 信号の高調波を低減するように設けられているミキサ回路。

【請求項 2】 請求項 1 に記載のミキサ回路において、

上記共振手段は、上記 R F 信号の高調波の周波数が上記共振周波数となるように設けられることを特徴とするミキサ回路。

【請求項 3】 請求項 2 に記載のミキサ回路において、

上記共振手段は、上記 R F 信号の 3 次の高調波の周波数が上記共振周波数となるように設けられることを特徴とするミキサ回路。

【請求項 4】 請求項 1～3 のうちいずれか 1 つに記載のミキサ回路において、

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第 1 のトランジスタの制御部との間に介設された第 1 の抵抗をさらに含むことを特徴とするミキサ回路。

【請求項 5】 請求項 3 に記載のミキサ回路において、

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第 1 のトランジスタの制御部との間に介設された第 1 のインダクタをさらに含むことを特徴とするミキサ回路。

【請求項 6】 請求項 1～5 のうちいずれか 1 つに記載のミキサ回路において、

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にバイポーラトランジスタであり、

上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にベースであり、

上記第 1 のトランジスタは、ベースに入力される R F 信号に応じてコレクタから上記 R F 増幅信号を出力し、

上記第 2 のトランジスタは、ベースに入力される逆相の R F 信号に応じてコレクタから上記逆相の R F 増幅信号を出力することを特徴とするミキサ回路。

【請求項 7】 請求項 1～5 のうちいずれか 1 つに記載のミキサ回路において、

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にゲート、ソース及びドレインを有する電界効果型トランジスタであって、

上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にゲートであり、

上記第 1 のトランジスタは、ゲートに入力される R F 信号に応じてドレインから上記 R F 増幅信号を出力し、

上記第 2 のトランジスタは、ゲートに入力される逆相の R F 信号に応じてドレインから上記逆相の R F 増幅信号を出力することを特徴とするミキサ回路。

【請求項 8】 請求項 1～7 のうちいずれか 1 つに記載のミキサ回路において、

上記差動増幅回路は、

・ 上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、

上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源と

を有しているとともに、

上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 の抵抗と

、
上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 の抵抗と
をさらに有していることを特徴とするミキサ回路。

【請求項 9】 請求項 1～7 のうちいずれか 1 つに記載のミキサ回路において、

上記差動増幅回路は、

上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、

上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源と

を有しているとともに、

上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 のインダクタと、

上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 のインダクタと

をさらに有していることを特徴とするミキサ回路。

【請求項 10】 請求項 8 または 9 に記載のミキサ回路において、

上記第 1 の電流源と上記第 2 の電流源とは同一の電流源であることを特徴とするミキサ回路。

【請求項 11】 請求項 1～10 のうちいずれか 1 つに記載のミキサ回路において、

上記 RF 信号の周波数は 0.8 GHz 以上であることを特徴とするミキサ回路

。 【請求項 12】 RF 信号を入力するための RF 信号入力部と、

上記 RF 信号入力部に入力された RF 信号を受けるための制御部を有し、上記 RF 信号に応じて RF 増幅信号を出力するための第 1 のトランジスタと、

上記逆相の R F 信号を受けるための制御部を有し、上記逆相の R F 信号に応じて逆相の R F 増幅信号を出力するための第 2 のトランジスタと、

上記第 2 トランジスタの制御部と接地との間に設けられたキャパシタと、

上記 R F 信号入力部、上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部に接続され、上記キャパシタを含む共振手段とをさらに有し、

上記共振手段は、上記 R F 信号の高調波を低減するように設けられている差動増幅回路。

【請求項 1 3】 請求項 1 2 に記載の差動増幅回路において、

上記共振手段は、上記 R F 信号の高調波の周波数が上記共振周波数となるように設けられることを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 1 4】 請求項 1 3 に記載の差動増幅回路において、

上記共振手段は、上記 R F 信号の 3 次の高調波の周波数が共振周波数となるように設けられることを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 1 5】 請求項 1 3 ～ 1 5 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第 1 のトランジスタの制御部との間に介設された第 1 の抵抗をさらに含むことを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 1 6】 請求項 1 3 ～ 1 5 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第 1 のトランジスタの制御部との間に介設された第 1 のインダクタをさらに含むことを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 1 7】 請求項 1 3 ～ 1 6 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にバイポーラトランジスタであり、

上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にベースであり、

上記第 1 のトランジスタは、ベースに入力される R F 信号に応じてコレクタか

ら上記 R F 増幅信号を出力し、

・ 上記第 2 のトランジスタは、ベースに入力される逆相の R F 信号に応じてコレクタから上記逆相の R F 増幅信号を出力することを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 1 8】 請求項 1 3 ～ 1 6 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にゲート、ソース及びドレインを有する電界効果型トランジスタであって、

上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にゲートであり、

上記第 1 のトランジスタは、ゲートに入力される R F 信号に応じてドレインから上記 R F 増幅信号を出力し、

上記第 2 のトランジスタは、ゲートに入力される逆相の R F 信号に応じてドレインから上記逆相の R F 増幅信号を出力することを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 1 9】 請求項 1 3 ～ 1 8 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、

上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源と
を有しているとともに、

上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 の抵抗と

、
上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 の抵抗と
をさらに有していることを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 2 0】 請求項 1 3 ～ 1 8 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、

上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源と
を有しているとともに、

上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 のインダクタと、

上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 のインダクタと

をさらに有していることを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 2 1】 請求項 1 9 または 2 0 に記載の差動増幅回路において、
上記第 1 の電流源と上記第 2 の電流源とは同一の電流源であることを特徴とする差動増幅回路。

【請求項 2 2】 請求項 1 3 ～ 2 0 のうちいずれか 1 つに記載の差動増幅回路において、

上記 R F 信号の周波数は 0 . 8 G H z 以上であることを特徴とする差動増幅回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、差動増幅回路及びこれを利用した集積化が可能な差動増幅回路及びミキサ回路に関し、特に、移動体通信用の機器に用いることができる差動増幅回路及びミキサ回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

近年の情報通信では、2 G H z 帯の高周波を用いたワイドバンド C D M A や、2 . 4 G H z 帯の高周波を用いたブルートゥース、あるいはさらなる高周波を用いた無線 L A N など、より周波数の高い高周波を用いた技術の開発が進んでいる。

【 0 0 0 3 】

このような情報通信に用いられる端末機器や無線の基地局などの機器において、送受信する高周波で微弱な信号を増幅すると、コストがかかる上、複数段のアンプも必要になる。そのため、例えばアンテナから受信した高周波をより低い周波数の信号に変換することが一般に行われる。このような場合、高周波信号をより低い周波数の信号に変換するために、差動増幅回路を利用した高周波ミキサ回路が用いられる。

【0004】

図6は、従来のダブルバランス型の高周波ミキサ回路の構成を示す回路図である。

【0005】

同図に示す従来の高周波ミキサ回路は、差動増幅回路111と差動増幅回路111に接続されたダブルバランスドミキサ回路（以下DBM回路、と表記する）110とから構成されている。差動増幅回路111に高周波信号（RF信号）が入力され、DBM回路110に局部発振信号（ローカル信号：LO信号）が入力されると、DBM回路110においてこれらの信号は混合され、より周波数の低い中間周波数信号（IF信号）が出力される。

【0006】

差動増幅回路111は、第1のバイポーラトランジスタ105と、第1のバイポーラトランジスタ105のベースに接続されたRF信号入力部と、ベースがキャパシタ401を介して接地に接続され、第1のバイポーラトランジスタ105とエミッタ同士で接続された第2のバイポーラトランジスタ106と、第1のバイポーラトランジスタ105のエミッタと第2のバイポーラトランジスタ106のエミッタとの間に介設された抵抗202、203と、抵抗202と抵抗203との間に接続され、抵抗201を有する電流源とを有している。この差動増幅回路111において、RF信号入力部に周波数 f_1 のRF信号が入力されると、第1のバイポーラトランジスタ105及び第2のバイポーラトランジスタ106のそれぞれのコレクタから周波数 f_1 で互いに位相が180度異なる信号が出力される。

【0007】

一方、DBM回路は、互いのエミッタ同士が接続された第3のバイポーラトランジスタ101及び第4のバイポーラトランジスタ102と、互いのエミッタ同士が接続された第5のバイポーラトランジスタ103及び第6のバイポーラトランジスタ104と、第1及び第2のLO信号入力部と、第1及び第2のIF信号出力部とを有している。また、第3のバイポーラトランジスタ101のベースと第6のバイポーラトランジスタ104のベースとは互いに接続されるとともに第

1 の L O 信号入力部に接続され、第 4 のバイポーラトランジスタ 1 0 2 のベースと第 5 のバイポーラトランジスタ 1 0 3 のベースとは互いに接続されるとともに第 2 の L O 信号入力部に接続される。

【 0 0 0 8 】

第 1 の L O 信号入力部と第 2 の L O 信号入力部には、共に周波数が f_2 で、振幅が互いに等しく、互いの位相が 1 8 0 度異なる L O 信号がそれぞれ入力される。また、第 3 のバイポーラトランジスタ 1 0 1 のコレクタと第 5 のバイポーラトランジスタ 1 0 3 のコレクタとは共に第 1 の I F 信号出力部に接続され、第 4 のバイポーラトランジスタ 1 0 2 のコレクタと第 6 のバイポーラトランジスタ 1 0 4 のコレクタとは共に第 2 の I F 信号出力部に接続される。第 1, 第 2 の L O 信号入力部に L O 信号が入力され、第 3 のバイポーラトランジスタ 1 0 1 及び第 4 のバイポーラトランジスタ 1 0 2、第 5 のバイポーラトランジスタ 1 0 3 及び第 6 のバイポーラトランジスタ 1 0 4 にそれぞれ差動増幅回路 1 1 1 からの出力信号が入力されると、第 1 及び第 2 の I F 信号出力部からは周波数及び振幅が互いに等しく位相差が 1 8 0 度である出力信号が出力される。

【 0 0 0 9 】

以後の本明細書中では、周波数及び振幅が互いに等しく位相差が 1 8 0 度の一組の信号の一方を「同相」の信号、他方を「逆相」の信号と称する。

【 0 0 1 0 】

従来のミキサ回路においては、単相の R F 信号から同相と逆相の 2 つの平衡出力信号を生成する差動増幅回路を用いることで、歪み特性の向上を図っている。すなわち、差動変換増幅回路の 2 つの平衡出力信号が互いに等しい振幅を有し、位相差が 1 8 0 度であることで出力信号間の非線形性を減少させている。このため、従来の高周波ミキサ回路は、シングルバランス型の高周波ミキサ回路に比べてノイズ及び高調波が低減されている。ここで、高調波とは、入力された信号の整数倍の周波数を有する信号のことである。

【 0 0 1 1 】

なお、バイポーラトランジスタに代えて電界効果トランジスタを用いたダブルバランス型の高周波ミキサ回路の例が、特許文献 1 に開示されている。電界効果

トランジスタを用いても上述のミキサ回路と同様に出力信号の歪みの低減を図ることができる。

【0012】

一方、差動増幅回路111は、上述のミキサ回路に用いられる他、信号を増幅するために単独で種々の回路に用いられる。

【0013】

図7は、従来の差動増幅回路の構成を示す図である。同図に示す差動増幅回路は、図6に示す高周波ミキサ回路における差動増幅回路111と同一の構成を採っている。ただし、第1のバイポーラトランジスタ105のコレクタは第1の出力部150に接続され、第2のバイポーラトランジスタ106のコレクタは第2の出力部151に接続される。このような従来の差動増幅回路は、上述のミキサ回路など、ダブルバランス型の構成を有する回路の信号増幅用等に用いられる。

【0014】

【特許文献1】

特開平5-175755号公報

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

上述のように、高周波ミキサ回路においては、入力された高周波によって高調波信号が生じる。高調波信号のうち、2次や4次といった偶数次数の高調波に関しては、対称性のよい従来のダブルバランス型高周波ミキサを用いることでキャンセルされるので、偶数次数の歪みは低減される。

【0016】

その一方、3次や5次などの奇数次数の高調波は、従来の高周波ミキサ回路ではキャンセルされずに出力に現れるため、奇数次数の高調波により生じる出力の歪みを抑えることができなかった。なお、奇数次の歪みの中でも、3次の歪みの振幅は最も大きく、歪みの主要な原因となっている。周波数が高くなるとトランジスタの特性上歪みやすくなるため、高調波による不具合も高周波においては特に顕著になる。

【0017】

以上のように、従来の高周波ミキサ回路の構成では、より小型で高性能の通信機器を実現することが難しかった。

【0018】

奇数次数の歪みはRF信号が入力される差動増幅器のトランジスタの非線形性によって生じる。このため、RF信号が入力される差動増幅回路111では、図1に示すように、第1のバイポーラトランジスタ105及び第2のバイポーラトランジスタ106のエミッタ端にそれぞれ抵抗202、203を挿入して電流出力によるフィードバックを与え、非線形性を小さくする方法がとられている。

【0019】

これにより、電流に比例して3次の歪みのフィードバック量も大きくなるので、3次の歪みは小さくなる。

【0020】

しかしながら、抵抗202、203において電力が消費されるので、低消費電流化を目標とした設計では、その効果に限界が生じる。このため、従来の高周波ミキサ回路では、低歪みと低消費電力を両立することは困難であった。

【0021】

また、差動増幅回路を単独で使用する際にも、奇数次の歪みは機器の不具合につながるので、消費電力を増加させずに高調波を低減することが求められている。

【0022】

本発明の目的は、高調波信号による出力の歪みの低減を図りつつ、消費電力が抑えられた高周波ミキサ回路と、該高周波ミキサ回路に使用可能な差動増幅回路とを提供することにある。

【0023】

【課題を解決するための手段】

本発明のミキサ回路は、RF信号を入力するためのRF信号入力部を有する差動増幅回路と、LO信号を入力するための第1のLO信号入力部と、上記LO信号と同周波数で同振幅である逆相のLO信号を入力するための第2のLO信号入力部と、上記RF信号と上記LO信号とを混合したIF信号を出力するための第

1 の I F 信号出力部と、上記 I F 信号と同周波数で同振幅である逆相の I F 信号を出力するための第 2 の出力部とを有し、上記差動増幅回路からの出力信号が入力されるダブルバランスドミキサ回路とを備え、上記差動増幅回路は、上記 R F 信号入力部に入力された R F 信号を受けるための制御部を有し、上記 R F 信号に応じて R F 増幅信号を出力するための第 1 のトランジスタと、上記逆相の R F 信号を受けるための制御部を有し、上記逆相の R F 信号に応じて逆相の R F 増幅信号を出力するための第 2 のトランジスタと、上記第 2 トランジスタの制御部と接地との間に設けられたキャパシタと、上記 R F 信号入力部、上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部に接続され、上記キャパシタを含む共振手段とをさらに有し、上記共振手段は、上記 R F 信号の高調波を低減するように設けられている。

【 0 0 2 4 】

この構成により、R F 信号の入力時には、該 R F 信号に含まれる高調波が低減されるので、I F 信号の歪みを低減することができる。また、高調波に基づく変調波が低減されるので、出力の歪みも低減することができる。

【 0 0 2 5 】

上記共振手段は、上記 R F 信号の高調波の周波数が上記共振周波数となるように設けられることにより、R F 信号の入力時には、R F 信号に含まれる高調波と逆相の R F 信号に含まれる高調波とが共振手段を通過して互いに打ち消しあうので R F 増幅信号中の高調波成分を低減することができる。その結果、高調波により生じる信号が低減されるので、I F 信号の歪みを低減することができる。このため、本発明のミキサ回路は、高周波通信用の機器などに特に好ましく用いられる。

【 0 0 2 6 】

上記共振手段は、上記 R F 信号の 3 次の高調波の周波数が上記共振周波数となるように設けられることにより、差動増幅回路で R F 信号の 3 次の高調波を低減し、ダブルバランスドミキサ回路で偶数次数の高調波を低減することができるので、I F 信号に含まれる高調波成分を効果的に低減することができる。

【 0 0 2 7 】

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第 1 のトランジスタの制御部との間に介設された第 1 の抵抗をさらに含むことにより、共振回路は RC 共振し、共振手段は共振周波数以上の高調波を通過させるので、複数の高調波を低減することができる。これにより、IF 信号の歪みを低減することができる。その上、従来のミキサ回路と比べて面積の増加は抑えられるので、集積化に適し、例えば数 GHz を越える高周波を用いる通信機器等にも使用可能なミキサ回路を実現することができる。

【 0 0 2 8 】

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第 1 のトランジスタの制御部との間に介設された第 1 のインダクタをさらに含むことにより、共振回路は LC 共振し、共振手段は共振周波数付近の高調波を選択的に通過させるので、所望の高調波を低減することができる。特に、3 次の高調波の周波数を共振周波数とすることで、奇数次の高調波の中で最も振幅の大きい 3 次の高調波を低減することができるので、IF 信号の高調波成分を低減し、該 IF 信号の歪みを低減することができる。加えて、従来のミキサ回路と比べて面積の増加は抑えられるので、集積化に適し、例えば数 GHz を越える高周波を用いる通信機器等にも使用可能なミキサ回路を実現することができる。

【 0 0 2 9 】

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にバイポーラトランジスタであり、上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にベースであり、上記第 1 のトランジスタは、ベースに入力される RF 信号に応じてコレクタから上記 RF 増幅信号を出力し、上記第 2 のトランジスタは、ベースに入力される逆相の RF 信号に応じてコレクタから上記逆相の RF 増幅信号を出力することにより、高速動作可能で、微弱な RF 信号に対しても使用可能なミキサ回路を実現することができる。

【 0 0 3 0 】

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にゲート、ソース及びドレインを有する電界効果型トランジスタであって、上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にゲートであり、上記第 1 の

トランジスタは、ゲートに入力される R F 信号に応じてドレインから上記 R F 増幅信号を出力し、上記第 2 のトランジスタは、ゲートに入力される逆相の R F 信号に応じてドレインから上記逆相の R F 増幅信号を出力することにより、バイポーラトランジスタを用いる場合に比べて回路面積を小さくすることが可能であるので、集積化に適したミキサ回路を提供できる。

【 0 0 3 1 】

また、上記差動増幅回路は、上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源とを有しているとともに、上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 の抵抗と、上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 の抵抗とをさらに有していることにより、R F 信号の高調波をさらに低減することができ、且つ R F 増幅信号及び逆相の R F 増幅信号の非線形性を低減することができる。結果として、従来のミキサ回路と比べ、消費電力は同等で、出力の歪みがより低減されたミキサ回路を実現することができる。

【 0 0 3 2 】

また、上記差動増幅回路は、上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源とを有しているとともに、上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 のインダクタと、上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 のインダクタとをさらに有していることにより、R F 増幅信号に含まれるノイズを低減し、差動増幅回路の出力の非線形性を低減することができる。また、インダクタは抵抗に比べて電力消費が少ないので、従来のミキサ回路に比べて消費電力を小さくすることもできる。

【 0 0 3 3 】

上記第 1 の電流源と上記第 2 の電流源とは同一の電流源であってもよい。

【 0 0 3 4 】

上記 R F 信号の周波数は 0. 8 G H z 以上であることが好ましい。これは、ミキサ回路を構成するトランジスタの歪みは、周波数が高いほど問題となるからである。また、R F 信号の周波数を 0. 8 G H z 以上に設定することで、携帯電話

等の通信機器に好ましく用いることができる。

【 0 0 3 5 】

本発明の差動増幅回路は、R F 信号を入力するためのR F 信号入力部と、上記R F 信号入力部に入力されたR F 信号を受けるための制御部を有し、上記R F 信号に応じてR F 増幅信号を出力するための第1のトランジスタと、上記逆相のR F 信号を受けるための制御部を有し、上記逆相のR F 信号に応じて逆相のR F 増幅信号を出力するための第2のトランジスタと、上記第2トランジスタの制御部と接地との間に設けられたキャパシタと、上記R F 信号入力部、上記第1のトランジスタの制御部及び上記第2のトランジスタの制御部に接続され、上記キャパシタを含む共振手段とをさらに有し、上記共振手段は、上記R F 信号の高調波を低減するように設けられている。

【 0 0 3 6 】

この構成により、共振手段が上記R F 信号の高調波を低減するように設けられているので、高調波により生じる信号が低減され、R F 増幅信号及び逆相のR F 信号の歪みを低減することができる。

【 0 0 3 7 】

上記共振手段は、上記R F 信号の高調波の周波数が上記共振周波数となるように設けられることにより、R F 信号の入力時には、R F 信号に含まれる高調波と逆相のR F 信号に含まれる高調波とが共振手段を通過して互いに打ち消しあうのでR F 増幅信号中の高調波成分を低減することができる。その結果、高調波により生じる信号が低減されるので、R F 増幅信号及び逆相のR F 信号の歪みを低減することができる。このため、本発明の差動増幅回路は、高周波通信用の機器に用いられるダブルバランス型のミキサ回路に利用される他、微小信号を扱う種々の機器に使用される。

【 0 0 3 8 】

上記共振手段は、上記R F 信号の3次の高調波の周波数が共振周波数となるように設けられることにより、R F 増幅信号中の3次の高調波成分を低減し、該R F 増幅信号の歪みを低減することができる。また、出力中の3次の高調波成分が低減されるので、ダブルバランス型のミキサ回路の一部として好ましく用いられ

る。

【0039】

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第1のトランジスタの制御部との間に介設された第1の抵抗をさらに含むことにより、共振回路はRC共振し、共振手段は共振周波数以上の高調波を通過させるので、複数の高調波を低減することができる。これにより、出力中の歪みを低減し、出力の線形性を向上させることができる。その上、従来の差動増幅回路と比べて面積の増加は抑えられているので、集積化に適し、例えば数GHzを越える高周波を用いる通信機器等にも使用可能な差動増幅回路を実現することができる。

【0040】

上記共振手段は、上記キャパシタと上記第1のトランジスタの制御部との間に介設された第1のインダクタをさらに含むことにより、共振回路はLC共振し、共振手段は共振周波数付近の高調波を選択的に通過させるので、RF増幅信号中の所望の高調波を低減することができる。特に、3次の高調波の周波数を共振周波数とすることで、奇数次の高調波の中で最も振幅の大きい3次の高調波を低減することができるので、出力の歪みを低減することができる。加えて、従来の差動増幅回路と比べて面積の増加は抑えられるので、集積化に適している。そのため、本発明の差動増幅回路は、ダブルバランスドミキサ回路と組み合わせた場合、例えば数GHzを越える高周波通信用の機器等にも使用可能なミキサ回路を構成することができる。

【0041】

上記第1のトランジスタ及び上記第2のトランジスタは共にバイポーラトランジスタであり、上記第1のトランジスタの制御部及び上記第2のトランジスタの制御部は共にベースであり、上記第1のトランジスタは、ベースに入力されるRF信号に応じてコレクタから上記RF増幅信号を出力し、上記第2のトランジスタは、ベースに入力される逆相のRF信号に応じてコレクタから上記逆相のRF増幅信号を出力することにより、高速動作可能で、微弱なRF信号に対しても増幅されたRF増幅信号及び逆相のRF増幅信号を出力可能な差動増幅回路を実現できる。

【 0 0 4 2 】

上記第 1 のトランジスタ及び上記第 2 のトランジスタは共にゲート、ソース及びドレインを有する電界効果型トランジスタであって、上記第 1 のトランジスタの制御部及び上記第 2 のトランジスタの制御部は共にゲートであり、上記第 1 のトランジスタは、ゲートに入力される R F 信号に応じてドレインから上記 R F 増幅信号を出力し、上記第 2 のトランジスタは、ゲートに入力される逆相の R F 信号に応じてドレインから上記逆相の R F 増幅信号を出力することにより、バイポーラトランジスタを用いる場合に比べて回路面積を小さくすることが可能であるので、集積化に適した差動増幅回路を提供できる。

【 0 0 4 3 】

上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源とを有しているとともに、上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 の抵抗と、上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 の抵抗とをさらに有していることにより、R F 信号の高調波をさらに低減することができるので、出力の非線形性を低減することができる。また、従来の差動増幅回路に比べ、消費電力は同等に抑えることができる。

【 0 0 4 4 】

上記第 1 のトランジスタに接続された第 1 の電流源と、上記第 2 のトランジスタに接続された第 2 の電流源とを有しているとともに、上記第 1 のトランジスタと上記第 1 の電流源との間に介設された第 2 のインダクタと、上記第 2 のトランジスタと上記第 2 の電流源との間に介設された第 3 のインダクタとをさらに有していることにより、R F 増幅信号に含まれるノイズを低減し、出力の非線形性を低減することができる。また、インダクタは抵抗に比べて電力消費が少ないので、従来の差動増幅回路に比べて消費電力を小さくすることもできる。

【 0 0 4 5 】

上記第 1 の電流源と上記第 2 の電流源とは同一の電流源であってもよい。

【 0 0 4 6 】

上記 R F 信号の周波数は 0. 8 G H z 以上であることにより、携帯電話等の通

信機器に好ましく用いることができる。

【 0 0 4 7 】

【発明の実施の形態】

(第 1 の実施形態)

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る高周波ミキサ回路の構成を示す回路図である。

【 0 0 4 8 】

同図に示すように、本実施形態の高周波ミキサ回路は、差動増幅回路 2 と、差動増幅回路 2 に接続されたダブルバランスドミキサ回路 (DBM 回路) 1 とから構成されている。

【 0 0 4 9 】

本実施形態の高周波ミキサ回路では、従来と同様に、差動増幅回路 2 に RF 信号が入力され、DBM 回路 1 に LO 信号及び逆相の LO 信号が入力されると、DBM 回路 1 においてこれらの信号は混合され、RF 信号と LO 信号との混合信号である IF 信号が出力される。

【 0 0 5 0 】

本実施形態の高周波ミキサ回路では、差動増幅回路 2 の出力中に含まれる高調波成分が従来に比べて低減されているので、DBM 回路 1 の出力中の高調波成分も低減されている。この効果については、回路構成を説明した後に詳述する。

【 0 0 5 1 】

以下、本実施形態の高周波ミキサ回路の詳しい構成を説明する。

【 0 0 5 2 】

本実施形態の高周波ミキサ回路のうち、DBM 回路 1 は従来の高周波ミキサ回路と同一の構成を有しており、差動増幅回路 2 は従来と異なる構成を有している。

【 0 0 5 3 】

差動増幅回路 2 は、第 1 のバイポーラトランジスタ 15 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 15 と互いのベース同士が接続された第 2 のバイポーラトランジスタ 16 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 15 のベース及び第 2 のバイポーラト

ランジスタ 16 のベースに接続された R F 信号入力部 26 とを有している。

【0054】

さらに、差動増幅回路 2 は、第 1 のバイポーラトランジスタ 15 のベースと第 2 のバイポーラトランジスタ 16 のベースとの間に介設された第 1 の抵抗 24 と、一端が第 1 の抵抗 24 及び第 2 のバイポーラトランジスタ 16 のベースに接続され、他端が接地に接続されたキャパシタ 41 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 15 のエミッタに接続された第 1 のインダクタ 31 と、一端が第 2 のバイポーラトランジスタ 16 のエミッタに接続され、他端が第 1 のインダクタに接続された第 2 のインダクタ 32 と、第 1 のインダクタ 31 と第 2 のインダクタとの間に接続され、接地された第 2 の抵抗 21 からなる電流源とを有している。

【0055】

本実施形態の高周波ミキサ回路は主に高周波を利用する通信機器に用いられるので、差動増幅回路の入力部には 0.8 GHz 以上の高周波が入力される。

【0056】

また、DBM 回路 1 は、互いのエミッタ同士が接続された第 3 のバイポーラトランジスタ 11 及び第 4 のバイポーラトランジスタ 12 と、互いのエミッタ同士が接続された第 5 のバイポーラトランジスタ 13 及び第 6 のバイポーラトランジスタ 14 と、第 1 の L O 信号入力部 27 及び第 2 の L O 信号入力部 28 と、第 1 の I F 信号出力部 29 及び第 2 の I F 信号出力部 30 とを有している。そして、第 3 のバイポーラトランジスタ 11 のベースと第 6 のバイポーラトランジスタ 14 のベースとは互いに接続されるとともに第 1 の L O 信号入力部 27 に接続され、第 4 のバイポーラトランジスタ 12 のベースと第 5 のバイポーラトランジスタ 13 のベースとは互いに接続されるとともに第 2 の L O 信号入力部 28 に接続される。

【0057】

本実施形態の高周波ミキサの特徴は、R F 信号入力部 26 と第 2 のバイポーラトランジスタ 16 のベースとの両方に接続され、且つ接地に接続されたキャパシタ 41 と、キャパシタ 41 に接続された第 1 の抵抗 24 とが設けられていることである。特に、本実施形態の高周波ミキサにおいては、第 1 のトランジスタ 15

のベースと第2のトランジスタ16のベースとを接続し、第1の抵抗24とキャパシタ41とを含む回路が、RF信号の3次の高調波の周波数に対して共振するように第1の抵抗24とキャパシタ41とを設計している。例えば本実施形態では、第1の抵抗24の抵抗値が $400\ \Omega$ でキャパシタ41の容量値が $10\ \text{pF}$ である。このような、抵抗とキャパシタとが引き起こす共振のことを、一般にRC共振と称する。なお、RC共振の条件は、入力される3次の高調波信号の周波数を f 、第1の抵抗24の抵抗値を R 、キャパシタ41の容量値を C とすると、 $f = 1 / 2\pi CR$ である。

【0058】

また、本実施形態の高周波ミキサでは、第1のバイポーラトランジスタ15と第2のバイポーラトランジスタ16のそれぞれのエミッタに、抵抗に代えて第1のインダクタ31及び第2のインダクタ32がそれぞれ接続されている。

【0059】

次に、本実施形態の高周波ミキサにおける回路動作を説明する。

【0060】

まず、RF信号入力部26に単相のRF信号が入力されると、第1のバイポーラトランジスタ15のベースには周波数 f_1 のRF信号が入力される。一方、キャパシタ41によってRF信号の位相は 180 度回転されるので、第2のバイポーラトランジスタ16のベースには周波数 f_1 で逆相のRF信号が入力される。

【0061】

ここで、第1のバイポーラトランジスタ15と第2のバイポーラトランジスタ16、第1のインダクタ31と第2のインダクタ32とはそれぞれ互いに特性が揃えられている。そのため、第1のバイポーラトランジスタ15のコレクタ及び第2のバイポーラトランジスタ16のコレクタからは、周波数が f_1 で、増幅され、互いに位相が 180 度ずれた信号 s_1 、 s_2 が出力される。

【0062】

この際に、接地に対して互いに直列接続された第1の抵抗24とキャパシタ41とが、RF信号の3次の高調波の周波数 $3f_1$ を共振周波数としてRC共振を生じるように設計されているため、RF信号に含まれる3次以上の高調波信号を

低減することができる。これは、RC共振の条件において、周波数が高い信号ほど第1の抵抗24とキャパシタ41がローインピーダンスとなるので、RF信号の3次以上の高調波と逆相のRF信号の高調波とが相殺されることによる。この結果、3次以上の高調波を効果的に低減することができ、信号s1, s2に含まれる高調波も低減することができる。このため、信号s1, s2に含まれる歪みも低減されている。

【0063】

これに加え、第2のバイポーラトランジスタ16のベースがキャパシタ41を介して高周波的に接地していることにより、該ベースを直接接地する場合に比べて電力消費が少なくなっている。

【0064】

また、差動増幅回路2において、素子数で見れば、従来に比べ抵抗が1つ増えるだけなので、回路面積の増加は小さくなっている。

【0065】

これに加え、本実施形態の高周波ミキサ回路では、高調波が低減されているので、第1のバイポーラトランジスタ15及び第2のバイポーラトランジスタ16のエミッタにそれぞれ抵抗を接続する必要がなくなっている。その上、その抵抗に代えて第1のインダクタ31及び第2のインダクタ32を用いているので、従来の高周波ミキサ回路に比べて差動増幅回路の出力に含まれるノイズが低減すると共に、電力のロスも小さくなっている。また、差動増幅回路2の出力の線形性が向上している。

【0066】

一方、ローカル発振器から出力されたLO信号から balan を介することによって同振幅で互いの位相差が180度であるバランス信号（逆相のLO信号）が生成される。

【0067】

そして、DBM回路1に信号s1, s2と、周波数 f_2 のLO信号（同相のLO信号及び逆相のLO信号）が入力されると、第1のIF信号出力部29及び第2のIF信号出力部30からは互いに180度位相がずれたIF信号が出力され

る。

【 0 0 6 8 】

ここで、第 3 のバイポーラトランジスタ 1 1 と第 4 のバイポーラトランジスタ 1 2 とから構成されるトランジスタ対と、第 5 のバイポーラトランジスタ 1 3 と第 6 のバイポーラトランジスタ 1 4 から構成されるトランジスタ対とはインピーダンス等の特性が揃えられていると共に、各トランジスタ対を構成するトランジスタ同士の特性も揃えられているので、偶数次の変調波は相殺され、I F 信号中に含まれる高調波の変調波成分は非常に小さく抑えられる。また、差動増幅回路 2 からの出力に含まれる 3 次以上の高調波はすでに低減されているので、I F 信号中に含まれる 3 次以上の変調波は偶数次、奇数次とも従来よりも大きく低減されている。そのため、高調波による歪みも非常に小さく抑えられている。ここで、3 次の変調波とは、3 次の高調波がミキサ回路によって変調された信号を意味する。

【 0 0 6 9 】

このように、本実施形態の高周波ミキサ回路は、従来に比べ、出力中の歪みが低減されているので、例えば高周波通信に用いる通信機器に好ましく使用することができる。中でも、現在の携帯電話の他、ワイドバンド C D M A 用機器 (2 G H z 帯使用) や無線 L A N 用機器 (5 G H z 帯使用) など、0 . 8 G H z 以上の高周波を使用する機器においては、電力消費を抑えると共に歪みを抑えているので、特に好ましく用いられる。また、本実施形態の高周波ミキサ回路は、従来以上に通信機器のサイズを小さくし、性能を向上させることにも寄与する。

【 0 0 7 0 】

なお、本実施形態のミキサ回路には、0 . 8 G H z より低い周波数の入力信号を入力することも可能であるが、R C 共振を利用した低歪みの効果を生かすためには、入力信号の周波数がより高い方が好ましい。

【 0 0 7 1 】

また、本実施形態の高周波ミキサ回路は、従来に比べて面積の増加も小さいので、集積化にも適している。

【 0 0 7 2 】

次に、本実施形態の高周波ミキサ回路の効果をについて、シミュレーション結果を交えてさらに説明する。

【0073】

図2は、本発明の高周波ミキサ回路と従来のミキサ回路の性能を比較するための図であって、ミキサ回路の出力のインターセプトポイント（OIP3）とLO信号の電力との関係のシミュレーション結果を示す図である。

【0074】

また、図3は、高周波ミキサ回路において、RF信号の入力電力（ P_{IN} ）とIF信号の出力電力（ P_{OUT} ）との関係を示すグラフ図である。

【0075】

ここで、出力のインターセプトポイント（OIP3）とは、歪みの評価パラメータの1つであり、これが大きい程、低歪みであることを示す。なお、OIP3の電力 P_{OIP3} について、次式（1）の関係が成り立つ。

【0076】

$$P_{OIP3} = (3 P_{OUT} - P_{IM3}) / 2 \quad (1)$$

式（1）において、 P_{OUT} はIF信号の出力電力であり、 P_{IM3} は3次変調波の出力電力である。すべての電力の単位はdBmとする。

【0077】

図2に示すシミュレーション結果は、RF信号として2.14GHzと2.141GHzの2つの信号を、LO信号として2.419GHzを入力し、279MHzに変換される信号を得るようにした時のものである。ここで、2.14GHzの信号と2.141GHzの信号を同時に入力するのは、意図的に3次の高調波を生じさせ、その影響を見やすくするためである。

【0078】

同図から、シミュレーションされたLO信号のすべての電力範囲において、本発明の高周波ミキサ回路の方が従来のものよりもOIP3が大きいことが分かる。つまり、本実施形態の高周波ミキサ回路の方がIF信号の歪みを低減することができる。なお、実使用の場合の電力は-10dBm程度である。

【0079】

また、L O 信号の電力が大きくなるにつれ、本発明の高周波ミキサ回路ではO I P 3 が小さくなり、従来の高周波ミキサ回路ではO I P 3 が大きくなる。このことから、低消費電力化のためにL O 信号の電力を小さくする程、従来に比べて出力の歪みを効果的に小さくできることが分かる。なお、図2に示すのは3次の変調波についてのみのシミュレーション結果であるが、奇数次の高調波のうち、振幅が最も大きいのは3次の変調波であり、R C 共振の共振周波数を3次の高調波に設定することで、I F 出力の3次変調波が低減できる。さらに高次の変調波が低減されているのも明らかなので、本実施形態の高周波ミキサ回路で出力の歪みが低減されていると考えてよい。

【0080】

ここで、シミュレーション結果を用いてO I P 3 が出力の歪みのパラメータとなる理由について説明する。

【0081】

図3において、例えば、線I及び線IIは、それぞれ本実施形態及び従来の高周波ミキサ回路での3次の歪みによる高調波の入出力特性を示し、線IIIは、出力中の希望波の入出力特性を示す。線I及び線IIは、それぞれ互いに異なる高周波ミキサ回路について、3次変調波の出力電力 P_{IM3} を示す。なお、図2のシミュレーションで用いた条件の場合、出力中の希望波は279MHzで、3次の歪みにより生じる3次変調波信号の周波数は280MHzである。

【0082】

電力がdBm表示の場合、 P_{IN} が小さい範囲においてRF信号の入力電力と希望波の出力電力とは比例し、希望波の出力電力の変化を示す線IIIの傾きは1となる。また、 P_{IN} がある一定範囲にあるとき、 P_{IM3} の変化を示す線I及び線IIの傾きは共に3となる。

【0083】

ここで、線I～IIIについて、 P_{IN} と P_{OUT} が比例する範囲を越える範囲まで比例範囲の傾きを外挿すると、線IIIと線I及び線IIとは、必ず交点I P 3を持つ。この交点I P 3における P_{OUT} の値がO I P 3である。また、交点I P 3における P_{IN} の値がI I P 3である。

【0084】

図3において、線Iに示す従来の高周波ミキサ回路の特性と線IIに示す本実施形態の高周波ミキサ回路の特性を有する高周波ミキサ回路とを比較すると、同じ P_{IN} に対する P_{IM3} は後者の方が小さい。すると、 $OIP3$ 及び $IIP3$ は出力中の変調波成分が小さい本実施形態の高周波ミキサ回路の方が大きくなっている。なお、図2に示すシミュレーションの条件では、RF信号の入力電力 P_{IN} が -30 dBm 、LO信号の入力電力が -10 dBm 、電源電圧が 2.8 V とする時、本実施形態の高周波ミキサ回路の $OIP3$ は 13.0 dBm 、変換利得は 12.1 dBm 、消費電力は 5.1 mA である。また、従来の高周波ミキサ回路では、 $OIP3$ が 11.2 dBm である。つまり、本実施形態の高周波ミキサ回路では従来と比較して $OIP3$ が約 2.0 dBm 向上している。

【0085】

このように、3次の歪みによる高調波成分が少ないミキサ回路ほど $OIP3$ は大きくなる。それ故、 $OIP3$ が大きい程出力の歪みが小さくなり、 $OIP3$ は歪みのパラメータとなるのである。

【0086】

従って、本発明の高周波ミキサ回路によれば、従来に比べて奇数次の高調波信号が低減されており、出力の歪みも低減されていると言える。

【0087】

なお、本実施形態の高周波ミキサ回路においては、ノイズの低減と、消費電力の削減とのために第1のインダクタ31及び第2のインダクタ32を設けたが、従来と同様にこれらのインダクタを抵抗に置き換えてもよい。この場合、図3に示す線III、線IIが共に下方に平行移動するため、出力中の変調波成分をさらに低減することができる。

【0088】

なお、本実施形態の高周波ミキサ回路ではバイポーラトランジスタとしてnpn型を用いたが、pnp型を用いても同様の効果を得ることができる。

【0089】

また、本実施形態の高周波ミキサ回路において、第1のバイポーラトランジス

特 2 0 0 2 - 2 0 2 4 1 0

タ 1 5 及び第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 に代えて電界効果型トランジスタを用いても歪みが低減されたミキサ回路として機能する。この場合、回路面積をより小さくすることができるので、集積化に有利である。

【 0 0 9 0 】

ただし、バイポーラトランジスタの方が高速動作が可能であり、信号を増幅する能力が高いので、微弱な信号を扱う通信機器に用いる場合には、図 1 に示す本実施形態の構成が特に好ましい。

【 0 0 9 1 】

また、第 1 のインダクタ 3 1 及び第 2 のインダクタ 3 2 を設けない場合もある。

【 0 0 9 2 】

また、本実施形態の高周波ミキサ回路においては、RC 共振の共振周波数を RF 信号の 3 次の高調波の周波数に設定したが、共振周波数を RF 信号の 2 次の高調波に設定することもできる。これにより、差動増幅回路 2 の出力信号に含まれる 2 次以上の高調波を低減することができる。

【 0 0 9 3 】

また、本実施形態の高周波ミキサ回路は、上述のように 0. 8 GHz 以上の高周波を使用する機器に用いることが好ましいが、0. 8 GHz を下回る周波数で用いてもよい。

【 0 0 9 4 】

また、本実施形態の高周波ミキサ回路において、第 1 のインダクタ 3 1 と第 2 のインダクタ 3 2 とが同一の電流源に接続されていたが、それぞれ別個の電流源に接続されるようにしてもよい。

【 0 0 9 5 】

なお、本実施形態の高周波ミキサ回路の特徴は差動増幅回路 2 にあるので、図 1 に示す以外の構成の DBM 回路と組み合わせても歪みの低減された高周波ミキサ回路を実現することができる。

【 0 0 9 6 】

また、本実施形態の高周波ミキサ回路のうち、差動増幅回路 2 は、単独の差動

増幅回路としても用いられる。この場合、特に高周波を用いる機器に好ましく用いられる。これについては後の実施形態で詳述する。

【0097】

(第2の実施形態)

図4は、本発明の第2の実施形態に係る高周波ミキサ回路の構成を示す回路図である。

【0098】

同図に示すように、本実施形態の高周波ミキサ回路は、第1の実施形態に係る高周波ミキサ回路と比べ、第1の抵抗24（図1参照）が第3のインダクタ25に置き換わった構成となっている。それ以外の回路は第1の実施形態と同一になっている。

【0099】

簡単に説明すると、本実施形態の高周波ミキサ回路は、従来及び第1の実施形態と同一構成のDBM回路1と、差動増幅回路2とから構成されている。

【0100】

差動増幅回路2は、互いに位相が180度ずれたRF信号がベースに入力される第1のバイポーラトランジスタ15、第2のバイポーラトランジスタ16と、第1のバイポーラトランジスタ15のエミッタ、第2のバイポーラトランジスタ16のエミッタにそれぞれ接続された第1のインダクタ31及び第2のインダクタ32と、第1のインダクタ31と第2のインダクタ32とを結ぶ配線に接続された電流源と、第1のバイポーラトランジスタ15のベースと第2のバイポーラトランジスタ16のベースの間に介設された第3のインダクタ25と、一方の電極が接地され、他方の電極が第3のインダクタ25に接続されたキャパシタ41とを有している。また、第2のバイポーラトランジスタ16のベースは、キャパシタ41を介して高周波的に接地されている。

【0101】

本実施形態の特徴は、第1の抵抗24（図1参照）に代えて第3のインダクタ25が設けられていることであり、第1のバイポーラトランジスタ15のベースと第2のバイポーラトランジスタ16のベースとを接続し、且つ第3のインダク

タ 2 5 及びキャパシタ 4 1 を含む回路が LC 共振するように第 3 のインダクタ 2 5 とキャパシタ 4 1 とが設計されていることである。なお、LC 共振の共振周波数は、RF 信号の 3 次の高調波の周波数 $3 f_1$ とする。ここで、LC 共振とは、インダクタとキャパシタが共振することであり、この条件では、インダクタ及びキャパシタは特定周波数の電波（ここでは RF 信号の 3 次の高調波）を特異的に通過させる。

【0102】

このため、本実施形態の高周波ミキサ回路においては、次に示す式（2）が成り立っている。

【0103】

$$3 f_1 = 1 / 2 \pi \sqrt{LC} \quad (2)$$

RC 共振する回路は、共振周波数以上の周波数を有する信号に対して低インピーダンスとなる。これに対し、LC 共振する回路は、共振周波数の信号に対して選択的に低インピーダンスとなる。このため、本実施形態の高周波ミキサ回路においては、3 次の高調波が選択的に第 3 のインダクタ 2 5 及びキャパシタ 4 1 を通過するので、同相の RF 信号に含まれる 3 次の高調波と逆相の RF 信号に含まれる 3 次の高調波とが相殺され、結果として差動増幅回路 2 の出力の歪みが低減される。そして、差動増幅回路 2 の出力の歪みが従来よりも低減されることにより、高周波ミキサ回路の出力（IF 信号）の歪みも低減される。

【0104】

本実施形態と第 1 の実施形態の高周波ミキサ回路とを比べると、LC 共振により通過しやすくなる周波数が選択的であるため、本実施形態の高周波ミキサ回路は、使用目的が特定されたオーダーメイドの回路に適している。また、RC 共振を利用する場合に比べて周波数が低い場合でも有効であるので、入力信号の周波数が 0.8 GHz を下回る場合でも、歪みを低減する効果を発揮することができる。

【0105】

このように、本実施形態の高周波ミキサ回路は、従来に比べ、出力中の高調波による信号が低減されているので、より性能が向上した高周波通信用の機器にも

好ましく用いられる。

【0106】

また、従来の高周波ミキサ回路に比べてインダクタを1つ加えただけなので、従来に比べ本実施形態の高周波ミキサ回路の面積の増加は小さく、回路を集積化する上でも好ましい。

【0107】

さらに、本実施形態の高周波ミキサ回路においても第1の実施形態と同じく第1のバイポーラトランジスタ15及び第2のバイポーラトランジスタの各々のエミッタにそれぞれ第1のインダクタ31及び第2のインダクタ32が接続されているので、従来に比べノイズが低減し、消費電力も小さくなっている。

【0108】

ただし、第1のインダクタ31と第2のインダクタ32とを共に抵抗で置き換えてもよい。

【0109】

また、第1の実施形態と同様に、本実施形態の高周波ミキサ回路において、第1のバイポーラトランジスタ15及び第2のバイポーラトランジスタ16に代えて電界効果型トランジスタを用いてもよい。あるいは、pnp型のバイポーラトランジスタに代えてもよい。

【0110】

(第3の実施形態)

本発明の第3の実施形態として、入力信号と逆相の入力信号に対して増幅信号を出力する差動増幅回路を説明する。

【0111】

図5は、本実施形態の差動増幅回路の構成を示す回路図である。同図に示すように、本実施形態の差動増幅回路は第1の実施形態の高周波ミキサ回路のうちの差動増幅回路2（図1参照）と同一のものである。なお、RF信号入力部26は、本実施形態では入力部53となっている。また、信号を出力するための出力部50、51が設けられている。

【0112】

すなわち、本実施形態の差動増幅回路は、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 と互いのベース同士が接続された第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 のベース及び第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースに接続された入力部 5 3 とを有している。さらに、差動増幅回路は、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 のベースと第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースとの間に介設された第 1 の抵抗 2 4 と、一端が第 1 の抵抗 2 4 及び第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースに接続され、他端が接地に接続されたキャパシタ 4 1 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 のエミッタに接続された第 1 のインダクタ 3 1 と、一端が第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のエミッタに接続され、他端が第 1 のインダクタ 3 1 に接続された第 2 のインダクタ 3 2 と、第 1 のインダクタ 3 1 と第 2 のインダクタ 3 2 とを結ぶ配線に接続され、接地された第 2 の抵抗 2 1 からなる電流源と、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 のコレクタに接続された出力部 5 0 と、第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のコレクタに接続された出力部 5 1 とを有している。

【0113】

また、入力部 5 3 に高周波を入力する場合、第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースはキャパシタ 4 1 を介して高周波的に接地する。

【0114】

そして、第 1 の抵抗 2 4 とキャパシタ 4 1 とは、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 のベースと第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースとを接続し、且つ第 1 の抵抗 2 4 及び接地されたキャパシタ 4 1 を含む回路が入力信号の 3 次の高調波の周波数に対する RC 共振回路となるように設計されている。

【0115】

次に、本実施形態の差動増幅回路の動作について説明する。なお、第 1 の実施形態で説明した差動増幅回路の動作と同様である。

【0116】

つまり、入力部 5 3 に周波数 f_1 の入力信号が入力されると、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 のベースと第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースには

逆相の入力信号が印加される。ここで、第 1 の抵抗 2 4 とキャパシタ 4 1 とを含む回路は 3 次の高調波の周波数 $3 f_1$ に対して RC 共振の状態になるため、入力信号と逆相の入力信号に含まれるそれぞれの 3 次以上の高調波は第 1 の抵抗 2 4 を通過して相殺される。

【0 1 1 7】

すると、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 と第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 の動作周期はちょうど逆となるので、出力部 5 0 及び出力部 5 1 からは、周波数が f_1 で振幅が増幅され、互いの位相が 1 8 0 度ずれた信号がそれぞれ出力される。ここで、本実施形態の差動増幅回路においては、入力信号中の高調波が低減されているため、従来に比べて出力信号に含まれる高調波成分は低減され、歪みも小さくなっている。

【0 1 1 8】

また、本実施形態の差動増幅回路は、従来の差動増幅回路に比べ面積の増加が小さいので、高密度に集積化することも可能である。

【0 1 1 9】

また、抵抗の代わりに第 1 のインダクタ 3 1 と第 2 のインダクタ 3 2 を用いるため、従来に比べノイズが低減し、電力消費も小さくなっている。

【0 1 2 0】

ただし、消費電力の低減よりも高調波のより一層の低減を望む場合には、第 1 のインダクタ 3 1 と第 2 のインダクタ 3 2 に代えて抵抗を用いてもよい。また、場合によっては、第 1 のトランジスタ 1 5 及び第 2 のトランジスタ 1 6 の各エミッタに接続される抵抗やインダクタが不要であることもある。

【0 1 2 1】

以上のように、本実施形態の差動増幅回路は、単相の入力信号に対して奇数次の高調波による歪みが低減された平衡信号を出力することができるので、DBM 回路と組み合わせてダブルバランス型の高周波ミキサ回路を構成するために好ましく用いられる。この他にも、2 次の高調波を低減できるダブルバランス型高周波回路に好ましく用いられる。

【0 1 2 2】

また、微弱信号の増幅を行なう目的で、増幅器（LNA）、ローカルアンプなど、種々の機器に好ましく用いられる。この際には、第1の抵抗24とキャパシタ41との共振周波数を、入力信号の2次の高調波 $3f_1$ に設定しても有効である。これにより、出力中の3次以上の高調波は全体的に低減される。

【0123】

なお、本実施形態においてはRC共振を利用した差動増幅回路を説明したが、第2の実施形態で説明した差動増幅回路と同様に、LC共振を利用した差動増幅回路であっても信号の増幅に用いることができる。この場合には、最も低減したい高調波をLC共振の共振周波数にするよう回路を設計することが好ましい。

【0124】

なお、本実施形態の差動増幅回路において、npn型のバイポーラトランジスタに代えてpnp型のバイポーラトランジスタを用いてもよい。

【0125】

また、バイポーラトランジスタに代えて電界効果型トランジスタを用いてもよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施形態に係る高周波ミキサ回路の構成を示す回路図である。

【図2】

第1の実施形態に係る高周波ミキサ回路と従来のミキサ回路の歪み特性を比較するための図である。

【図3】

高周波ミキサ回路において、RF信号の入力電力（ P_{IN} ）とIF信号の出力電力（ P_{OUT} ）との関係を示すグラフ図である。

【図4】

本発明の第2の実施形態に係る高周波ミキサ回路の構成を示す回路図である。

【図5】

本発明の第3の実施形態に係る差動増幅回路の構成を示す回路図である。

【図6】

従来のダブルバランス型の高周波ミキサ回路の構成を示す回路図である。

【図 7】

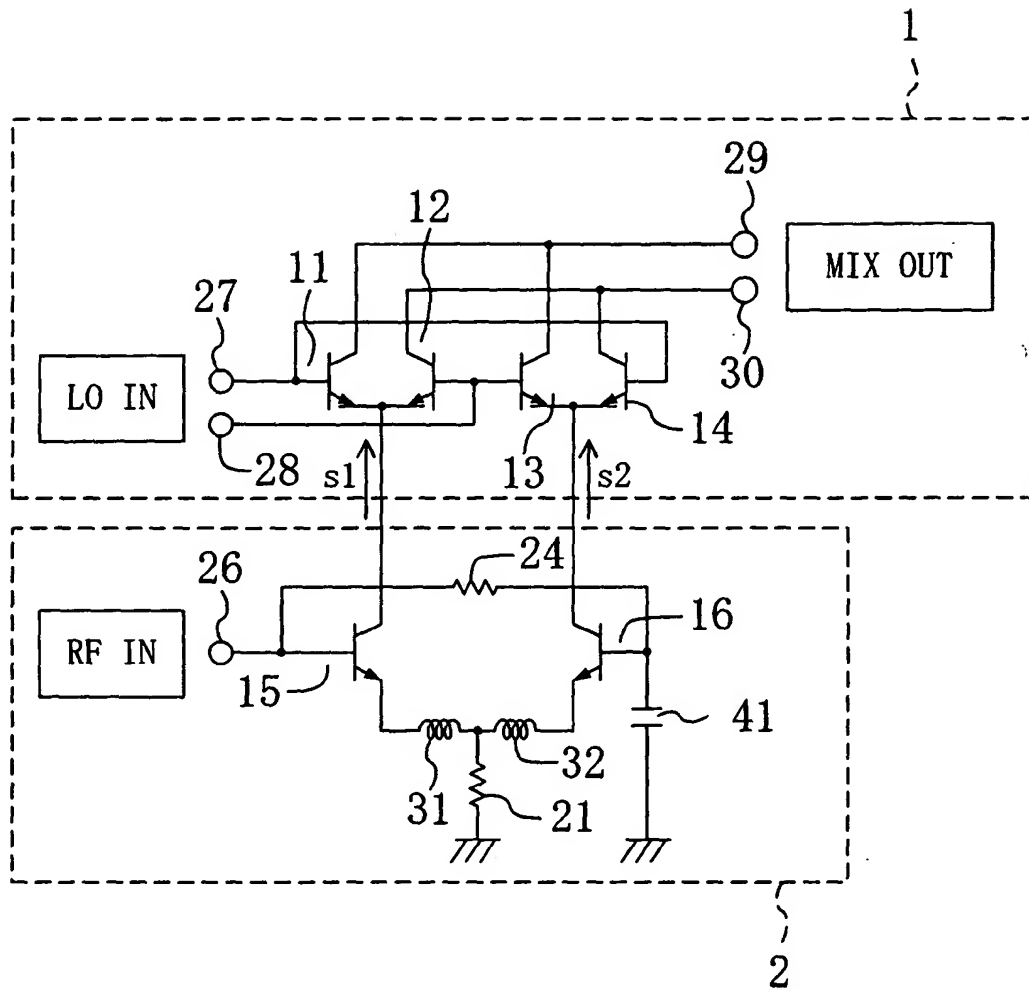
従来の差動増幅回路の構成を示す図である。

【符号の説明】

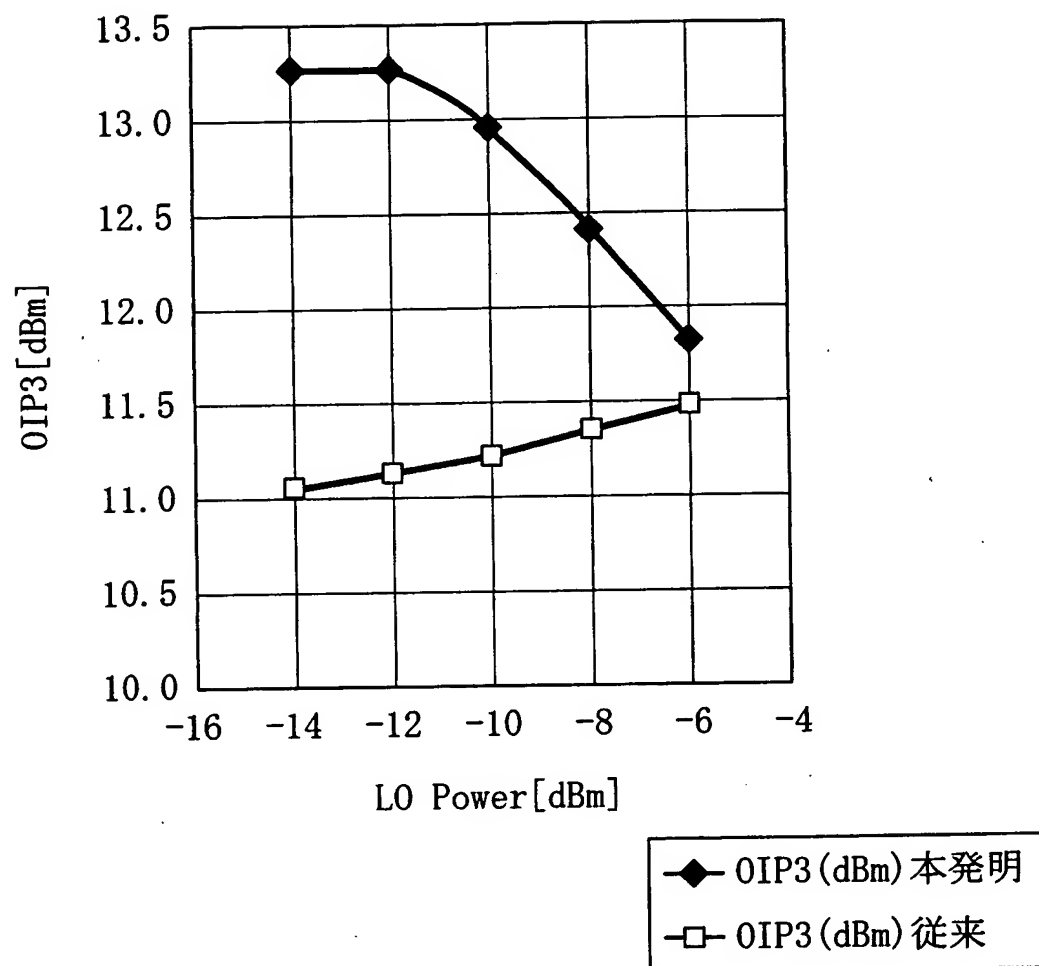
1	ダブルバランスドミキサ回路
2	差動増幅回路
1 1	第 3 のバイポーラトランジスタ
1 2	第 4 のバイポーラトランジスタ
1 3	第 5 のバイポーラトランジスタ
1 4	第 6 のバイポーラトランジスタ
1 5	第 1 のバイポーラトランジスタ
1 6	第 2 のバイポーラトランジスタ
2 1	第 2 の抵抗
2 4	第 1 の抵抗
2 5	第 3 のインダクタ
2 6	R F 信号入力部
2 7	第 1 の L O 信号入力部
2 8	第 2 の L O 信号入力部
2 9	第 1 の I F 信号出力部
3 0	第 2 の I F 信号出力部
3 1	第 1 のインダクタ
3 2	第 2 のインダクタ
4 1	キャパシタ

【書類名】 図面

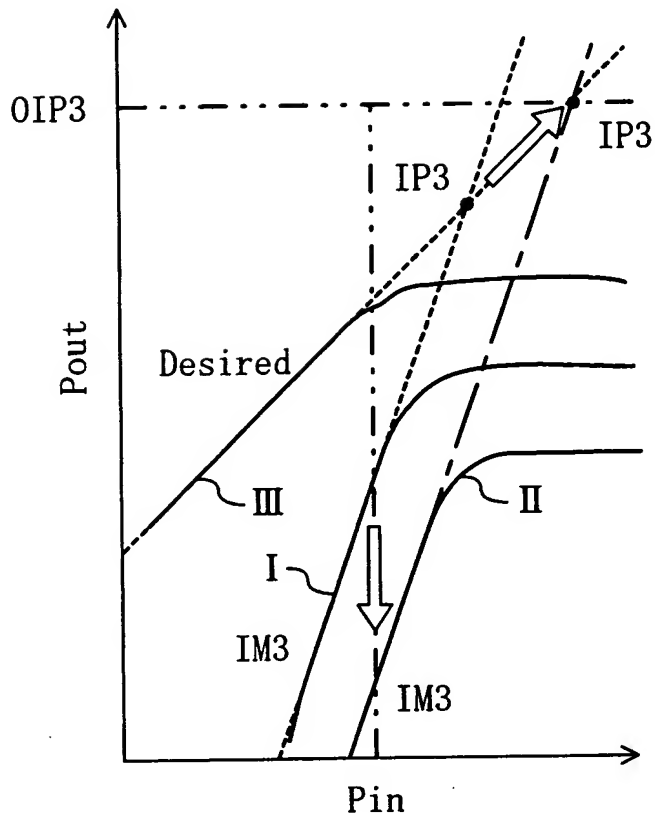
【図 1】



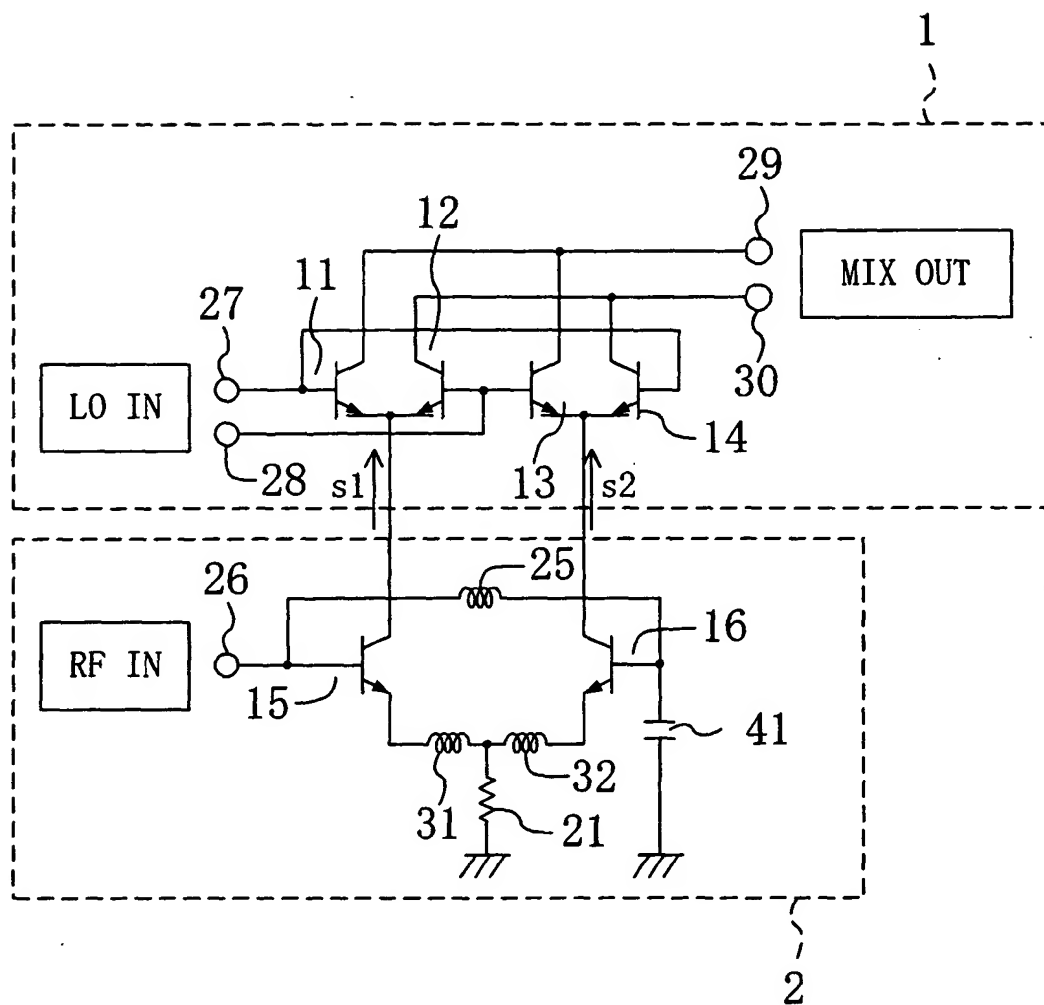
【図 2】



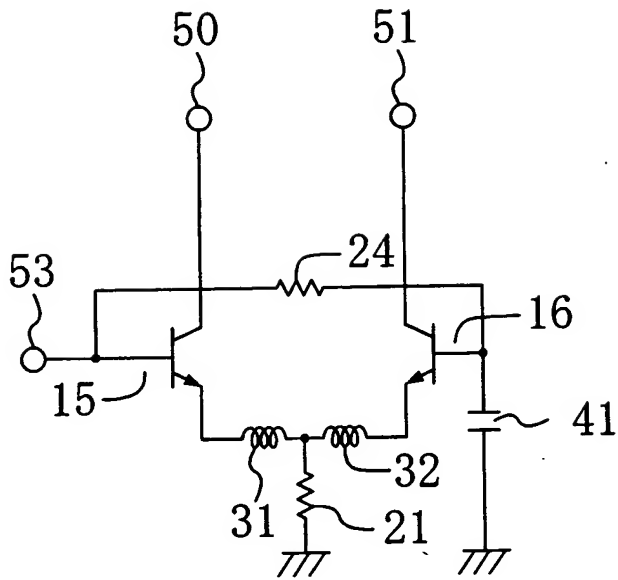
【図3】



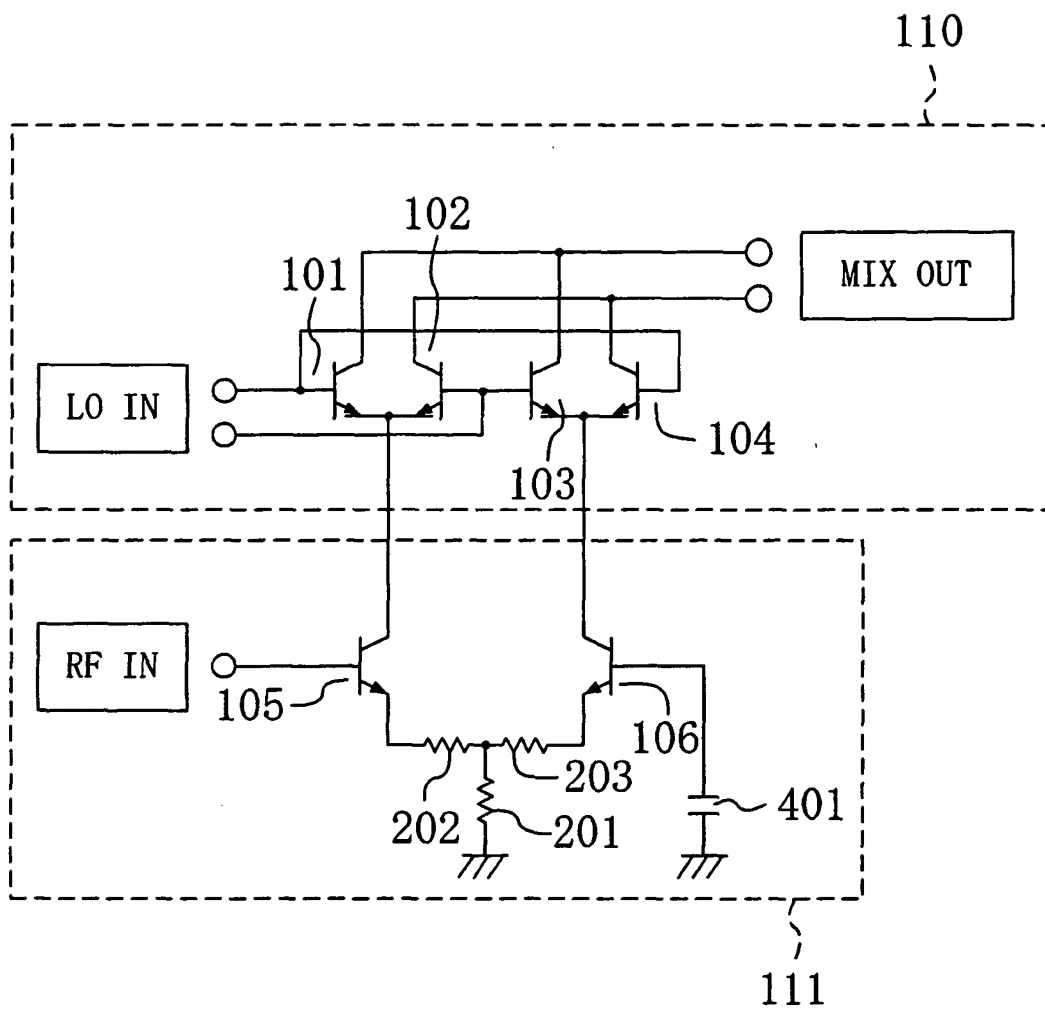
【図4】



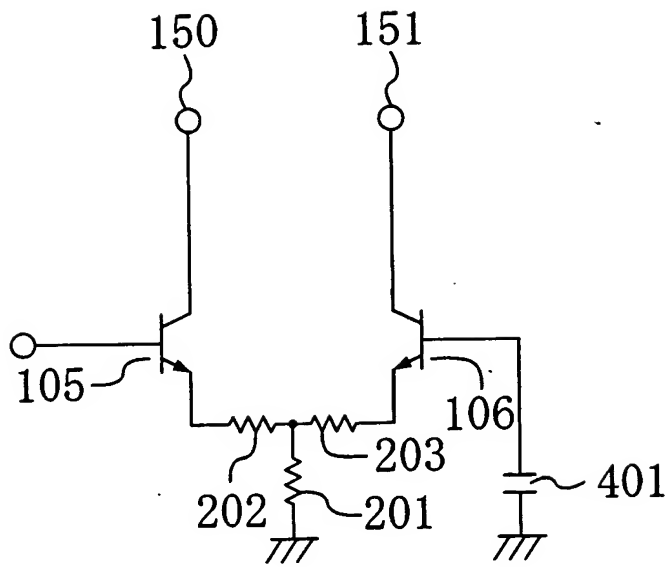
【図 5】



【図 6】



【図 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高調波信号による出力の歪みの低減を図りつつ、消費電力を抑えた高周波ミキサ回路と、該高周波ミキサ回路に使用可能な差動増幅回路とを提供する。

【解決手段】 差動増幅回路 2 と DBM 回路 1 とから構成される。差動増幅回路 2 は、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 及び第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 と、第 1 のバイポーラトランジスタ 1 5 及び第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベース間に設けられた第 1 の抵抗 2 4 と、第 2 のバイポーラトランジスタ 1 6 のベースと接地との間に設けられたキャパシタ 4 1 とを備えている。第 1 の抵抗 2 4 とキャパシタ 4 1 とは、入力信号の 3 次の高調波に対して回路が RC 共振するよう設けられているので、3 次以上の高調波を低減することができる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名 松下電器産業株式会社